

## DSP를 이용한 RZ SSB linearizer의 구현 및 성능분석

正會員 朴相模\*, 林東民\*, 金昌周\*\*, 金永受\*\*, 鄭求榮\*\*, 文栽敬\*\*

### DSP Implementation and Performance Analysis of the RZ SSB Linearizer

Sang-Mo Park\*, Dong-Min Lim\*, Chang-Joo Kim\*\*, Young-Su Kim\*\*,  
Goo-Young Jeong\*\*, Jae-kyong Moon\*\* Regular Members

#### 要 約

RZ SSB 변조 방식은 기존의 SSB 신호형식과 위상검파를 이용하여 주파수 이용효율이 높고 이동통신에서 발생하는 신호의 페이딩에 강한 특성을 지닌다. 그러나 변복조방식 자체의 비선형성으로 인하여 상당한 왜곡성분이 발생하며 따라서 이러한 왜곡성분을 제거하는 linearizer가 요구된다. 본 논문에서는 RZ SSB linearizer를 DSP를 이용하여 구현하였으며 효과적인 왜곡성분의 제거가 가능함을 확인하였다.

#### ABSTRACT

The real zero single sideband (RZ SSB) scheme combines two conventional technologies: SSB signaling and PM detection, which make RZ SSB highly spectrum-efficient and greatly immune to signal fading in the crowded mobile radio communications. Due to the inherent nonlinearity in the RZ SSB scheme, however, considerable amounts of intermodulation distortion are included in the demodulated signal. An RZ SSB linearizer to remove the distortions is implemented using DSP and the results are presented to show the effectiveness of the linearizer.

---

\*경상대학교 전자공학과

\*\*한국전자통신연구소

論文番號 : 95225-0628

接受日字 : 1995年 6月 28日

## I. 서론

정보화 사회로의 발전에 따라 날로 증가하는 주파수 수요에 대처하기 위하여 여러가지 해결방안이 검토되고 있으며 기존의 아날로그 방식을 이용하는 이동통신 분야에서는 주파수 이용효율을 높이는 방향으로 연구가 진행되고 있다<sup>(1), (2)</sup>. 현재 각국의 VHF/UHF 대역의 이동통신 분야에서는 이미 12.5kHz의 채널간격으로 협대역화가 이루어져 있거나 진행 중인 상태이다. 우리나라에서도 335.4~470MHz의 UHF 대역에서 F3E, G3E 전파를 사용하는 단일통신로 무선업무에서는 1996년 12월 31일까지 12.5kHz 협대역 장비로의 전환이 규정되어 있으며<sup>(3)</sup> 138~174MHz의 VHF 대역에서도 12.5kHz의 채널간격으로 협대역화를 추진하고 있다<sup>(4)</sup>. 앞으로의 증가하는 주파수 수요에 대처하기 위하여 미국, 영국, 일본에서는 채널간격 5~6.25kHz에서 이용가능한 아날로그 협대역 기술을 연구중이며 일부는 이미 실용화 단계에 들어서고 있다<sup>(5), (6)</sup>. 대표적인 아날로그 협대역화 기술에는 ACSSB (amplitude companded single sideband), TTIB (transparent tone-in-band) SSB, RZ (real zero) SSB 등이 있으며 여러 단계의 실험을 거쳐 실용화를 위한 연구가 진행되고 있다.

일본의 NTT에서 개발된 RZ SSB 변조 방식의 특징은 일반적인 동기검파 대신에 위상 검파를 이용함으로써 VHF/UHF 대역 이동통신의 SSB 방식에서 발생하는 주파수 오차 및 신호의 페이딩으로 인한 문제를 해결한다는 점이며 다른 방식에 비하여 여러가지 우수한 특성을 지니고 있어 경쟁력이 있는 방식으로 평가되고 있다<sup>(1), (2)</sup>. RZ SSB 변조방식은 SSB 방식으로 신호를 전송함에 따라 FM에 비하여 높은 주파수 이용효율을 얻을 수 있으며 위상검파를 이용함으로써 일반적인 SSB 검파방식보다 신호의 페이딩에 강한 특성을 지니고 있다. 그러나 검파된 음성대역 신호에는 RZ SSB 변복조 방식 자체의 비선형성으로 인하여 상당한 왜곡성분이 포함되어 있으며 따라서 이러한 왜곡성분을 제거하는 linearizer가 요구된다. DSP (digital signal processor)를 이용한 linearizer의 구현은 종래의 아날로그 회로에 의한 구현에 비하여 재현성이 좋으며 linearizer 특성의 수정이 용이한 장점을 지닌다. 본 논문에서는 Analog Devices의 ADSP-2101 DSP 칩을 사용하여 RZ SSB linearizer를 구현하고 그 성능을 분석한다.

## II. RZ SSB Linearizer

## 2.1 이론

RZ SSB 방식에서 신호 왜곡의 발생은 선형 변조된 SSB 신호의 검파에 비선형 위상검파방식을 사용한 결과로 해석할 수 있다. RZ SSB 방식에서는 full-carrier SSB 신호형식을 이용하며 이러한 full-carrier SSB 신호는 simple real zero만을 가지며 따라서 zero-crossing point 즉 신호의 위상에서 원래 신호파형의 추출이 가능하다고 알려져 있다<sup>(7), (8)</sup>. 변조신호 (modulating signal)를  $g(t)$ 라고 하면 RZ SSB 신호  $s(t)$ 는 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$s(t) = A_c \{ [1 + mg(t)] \cos \omega_c t + m\hat{g}(t) \sin \omega_c t \} \quad (1)$$

$$0 < m < 1, |g(t)| \leq 1$$

여기서  $A_c$ 와  $\omega_c$ 는 반송파의 진폭과 주파수,  $m$ 은 RZ SSB 방식의 변조지수,  $\hat{g}(t)$ 는  $g(t)$ 의 Hilbert transform을 각각 나타낸다. RZ SSB 신호  $s(t)$ 를 포락선과 위상 성분으로 나타내면 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$s(t) = A_0(t) \cos \{ \omega_c t - \phi(t) \} \quad (2)$$

where,

$$A_0(t) = A_c \{ [1 + mg(t)]^2 + [m\hat{g}(t)]^2 \}^{1/2}$$

$$\phi(t) = \arctan [m\hat{g}(t) / \{1 + mg(t)\}]$$

따라서 RZ SSB 신호를 위상검파하여 얻어지는 신호  $v(t)$ 는 변조신호  $g(t)$ 의 4차 항까지 전개하면 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$v(t) = \arctan [m\hat{g}(t) / \{1 + mg(t)\}]$$

$$= m\hat{g}(t) - m^2 g(t)\hat{g}(t) + m^3 \{ g^2(t)\hat{g}(t) - g^2(t)/3 \} \quad (3)$$

$$+ m^4 \{ g(t)\hat{g}^3(t) - g^2(t)\hat{g}(t) \} + O(m^5)$$

식 (3)으로부터 위상검파된 신호  $v(t)$ 에는 원래의 신호  $\hat{g}(t)$ 뿐만 아니라 2차, 3차, ...의 왜곡성분이 포함되어 있음을 알 수 있다. 이러한 왜곡성분의 발생과정 및 구성성분은 식 (3)에 의하여 결정되며 따라서 검파된 신호  $v(t)$ 와 그 Hilbert transform  $\hat{v}(t)$ 의 조합으로 왜곡성분의 제거가 가능해진다. 2차 및 3차 왜곡성분을 제거하기 위한 linearizer의 입출력 관계식은 다

음과 같이 표시할 수 있으며 출력신호  $u(t)$ 에는 원래의 신호  $\hat{g}(t)$ 와 4차 이상의 왜곡성분만이 나타난다<sup>(9)</sup>.

$$u(t) = v(t) - v(t)\hat{v}(t) + v(t)\hat{v}^2(t)/2 - v^3(t)/6 = m\hat{g}(t) + O(m^4) \quad (4)$$

변조지수  $m$ 의 크기에 따라서는 4차 이상의 고차 왜곡성분을 제거할 필요가 있는 경우가 발생할 수도 있다. 2차, 3차, 4차의 왜곡성분을 제거하는 linearizer는 다음 식으로 구현할 수 있으며 그 이상의 고차 왜곡성분의 제거도 이론적으로 가능하다.

$$u(t) = v(t) - v(t)\hat{v}(t) + v(t)\hat{v}^2(t)/2 - \{v^3(t) + v(t)\hat{v}^3(t) - v^3(t)\hat{v}(t)\}/6 = m\hat{g}(t) + O(m^5) \quad (5)$$

2.2 비선형 위상 특성의 영향

위에서 설명한 바와 같이 이론적으로는 linearizer를 통한 왜곡성분의 완전한 제거가 가능하지만 실제의 시스템에서는 여러가지 장애 요소가 발생할 수 있다. 실제 linearizer에 입력되는 신호는 채널 및 송수신 시스템의 특성에 따라 진폭 및 위상지연의 정도가 주파수에 따라 차이를 나타낸다. 또한 linearizer의 구성요소인 Hilbert transform 역시 주파수에 따라 진폭 및 위상 지연에서 오차를 가질 수 있다. 아래에 이러한 요소가 왜곡성분의 제거에 미치는 영향에 대하여 분석해 본다. 문제를 간단히 하기 위하여 변조신호로 단일 정현파를 사용하고 2차의 왜곡성분 제거에 대한 경우에 국한하기로 한다. 변조신호  $g(t) = \cos \omega_1 t$  라고 가정하면 위상 검파를 거친 linearizer 입력신호  $v(t)$ 는 식 (3)에 의하여 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$v(t) = m \sin \omega_1 t - (m^2/2)\sin 2\omega_1 t + O(m^3) \quad (6)$$

그러나  $\omega_1$ 에 비하여  $2\omega_1$ 에서의 상대적 이득이  $A_1$ 이고 위상지연이  $\theta_1$ 일 경우에 linearizer 입력신호는 다음과 같이 표시된다.

$$v_e(t) = m \sin \omega_1 t - (m^2 A_1/2)\sin(2\omega_1 t - \theta_1) + O(m^3) \quad (7)$$

또한 linearizer의 Hilbert transform에서  $\omega_1$ 에 대한 이득이  $A_2$ 이고 위상지연이  $\theta_2$ 일 경우 변환된 신호는 다음과 같이 표시된다.

$$\hat{v}_e(t) = -m A_2 \cos(\omega_1 t - \theta_2) + O(m^2) \quad (8)$$

이때 linearizer 출력  $u_e(t)$ 는 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$u_e(t) = m \sin \omega_1 t - (m^2 A_1/2)\sin(2\omega_1 t - \theta_1) + m^2 A_2 \sin \omega_1 t \cos(\omega_1 t - \theta_2) + O(m^3) = (m^2 A_2/2)\sin \theta_2 + m \sin \omega_1 t - (m^2 A_1/2)(1 + k^2 - 2k \cos \Delta \theta)^{1/2} \cdot \sin(2\omega_1 t - \theta') + O(m^3) \quad (9)$$

여기서  $k = A_2/A_1$ ,  $\Delta \theta = \theta_1 - \theta_2$ 이며 위상지연  $\theta'$ 는  $k, \theta_1, \theta_2$ 에 의해 결정되는 값이다. 따라서 linearizer의 출력신호에서의 2차 왜곡성분은 입력신호에 비하여  $M$  배로 감소된다.

$$M = (1 + k^2 - 2k \cos \Delta \theta)^{1/2} \quad (10)$$

표 1에  $k$ 와  $\Delta \theta$ 에 대한 2차 왜곡성분의 감소 정도를 나타내었다. 실제의 시스템에서  $k$ 값은 조정이 가능하여 큰 문제가 되지 않으나  $\Delta \theta$  값은 채널 및 송수신 시스템의 비선형 위상특성 정도에 따라 증가하며 조정이 어려운 문제점을 가지고 있다. 따라서 채널 및 송수신 시스

표 1.  $k$ 와  $\Delta \theta$  값의 변화에 대한 2차 왜곡성분의 감소 정도(단위, dB)  
Table 1. Reduction of the 2nd order distortion versus  $k$  and  $\Delta \theta$ (unit, dB)

$k \backslash \Delta \theta$	$0^\circ$	$2^\circ$	$4^\circ$	$6^\circ$	$8^\circ$	$10^\circ$
0.95	-26.02	-24.36	-21.47	-18.39	-16.77	-15.03
1	$-\infty$	-29.14	-23.12	-19.60	-17.10	-15.17
1.05	-26.02	-24.22	-21.18	-18.53	-16.39	-14.63

템의 선형위상 특성이 linearizer의 왜곡성분 제거에 중요한 요소임을 알 수 있다.

### 2.3 구현

기존의 RZ SSB linearizer는 일부는 디지털 회로로 구현되었으며 전체적으로는 아날로그 회로가 이용되고 있다<sup>(9)</sup>. 그림 1은 기존에 구현된 linearizer의 구성도이다. Hilbert transformer를 제외한 모든 부분은 아날로그 회로로 구현되어 있다. Delay 회로는 bucket brigade device (BBD)를 이용하였으며 그 외의 곱셈과 덧셈 등의 연산은 연산증폭기 등의 아날로그 IC로 구현되어 있다. RZ SSB linearizer에서 사용되는 Hilbert transformer는 선형위상 특성이 요구되며 선형위상 특성을 가지는 FIR 디지털 필터가 이용되고 있다. 따라서 linearizer 내부에 아날로그 회로와 디지털 회로가 혼재되어 있어 구현이 어려워지며 원하는 성능을 얻기 위하여 아날로그 회로 각 부분의 세밀한 조정이 요구되는 단점이 있다. 이에 비하여 DSP를 이용하는 방법은 Hilbert transformer, delay 회로, 곱셈기, 덧셈기 등의 모든 부분을 DSP 프로그램으로 구현하여 하나의 DSP로 처리함으로써 회로의 조정이 용이해지며 재현성이 뛰어나고 고차 왜곡성분의 제거도 가능한 장점을 지닌다.

구현된 Linearizer의 구성은 아날로그-디지털 신호 변환부와 DSP로 구성된 하드웨어 부분과 DSP에서 linearizer의 입출력 관계식 (4)를 구현하는 DSP 프로그램으로 나눌 수 있다. 그림 2에 linearizer 하드웨어

의 구성도를 나타내었다. 하드웨어는 아날로그-디지털 신호 변환을 위한 저역통과 필터, A/D 변환기, D/A 변환기와 프로그램을 수행하는 DSP 칩과 부트 메모리로 구성되어 있다. A/D 변환기는 고차의 왜곡성분을 고려하여 14 bit, 83 kS/sec의 최대 sampling 속도를 가지는 Analog Devices의 AD7872를 사용하였으며 D/A 변환기에는 14 bit의 AD7840을 사용하였다. 입력단에 필요한 anti-aliasing 저역통과 필터는 이경우 생략되어 있다. 그 이유는 linearizer 앞단의 위상검파 회로의 구현에 적분기가 사용되기 때문이다. 또한 linearizer에 사용되는 필터는 특성상 엄격한 선형위상 특성이 요구되어 아날로그 방식으로는 구현이 용이하지 않다. DSP 칩으로는 Analog Devices의 ADSP-2101KG-50을 사용하였으며 이 DSP 칩은 12.5MHz의 clock으로 동작시 80ns의 instruction cycle time을 가지며 2k word의 on-chip program RAM, 1k word의 on-chip data RAM, 2개의 시리얼 포트와 가지고 있다<sup>(10)</sup>. DSP와 A/D, D/A 변환기 사이의 데이터 전송은 시리얼 방식으로 이루어지며 부트 메모리에 있는 DSP 프로그램은 전원이 가해지거나 reset 시에 DSP 내부 메모리에 설치되어 수행되는 구조로 되어 있다.

Linearizer 구현을 위한 DSP 프로그램 개발은 PC를 기반으로 하는 간이형 in-circuit emulator를 이용하였다. 전체 DSP 프로그램은 처음에 DSP 내부 레지스터를 초기화 시킨후 대기 상태에 들어가며 입력 시리얼 포트를 통하여 A/D 변환기로부터 데이터가 전송되

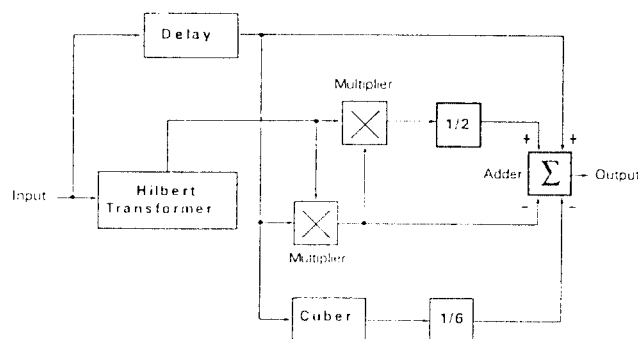


그림 1. 기존에 구현된 linearizer  
Fig. 1. Conventional linearizer

어 올때마다 linearizer 동작을 수행하는 인터럽트 서비스 루틴을 수행하는 구조로 되어 있다. 작성된 입력 시리얼 포트 인터럽트 서비스 루틴의 흐름도를 그림 3에 나타내었다. A/D 변환기로부터 DSP의 입력 시리얼 포트에 입력된 데이터는 디지털 필터의 구성을 위하여 순환버퍼에 순차적으로 저장된다. 버퍼에 저장된 데이터는 FIR 필터에 의하여 Hilbert transform되며 이를 이용하여 linearizer 입력력 관계식 (4)가 계산된다. 마지막으로 계산된 데이터는 대역의 성분을 제거하기 위한 저역통과 필터를 거쳐 D/A 변환기로 전송된다. Hilbert transform과 저역통과 필터의 구현을 위한 필터의 설계에는 Remez exchange algorithm에 의한 FIR 필터 설계 프로그램을 이용하였다<sup>(11)</sup>. 30kS/sec의 sampling 속도에서 구현된 Hilbert transform FIR 필터의 탭수는 127이며 300~3000Hz 대역에서 진폭오차를 1% 이하로 유지하고 있다. 저역통과 필터의 탭수는 31이며 대역폭은 3kHz이고 5kHz 이상에서 35dB 이상의 감쇄특성을 지니고 있다.

### Ⅲ. 성능 분석

#### 3.1 실험 세트

구현된 linearizer의 성능 측정을 위하여 그림 4와 같은 실험 세트를 구성하였다. RZ SSB 송신 신호의 분석에는 주파수 분석기를 이용하였으며 음성대역 신호의 분석은 A/D 변환보드 (16bit, 100kS/sec)를 이용하여 PC에서 수행하였다.

RZ SSB 송신기는 위상천이회로 (phase shift

network: PSN)에 의한 single sideband 신호 발생 회로를 이용하였으며 전체적인 구성은 그림 5와 같다. 첫단의 대역통과 필터의 통과대역은 300~3000Hz로 정하였다. 송신기 성능에 가장 큰 영향을 미치는 음성대역 위상천이회로는 참고문헌 (12)에 나타난 설계 방법을 이용하였으며 OP AMP를 이용한 구현 방법을 사

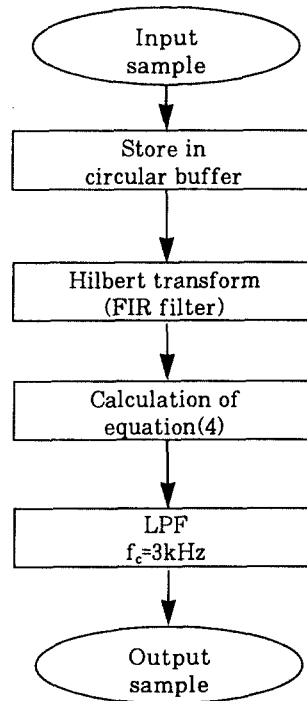


그림 3. 입력 시리얼 포트 인터럽트 서비스 루틴의 흐름도  
Fig. 3. Flow chart of the input serial port interrupt service routine

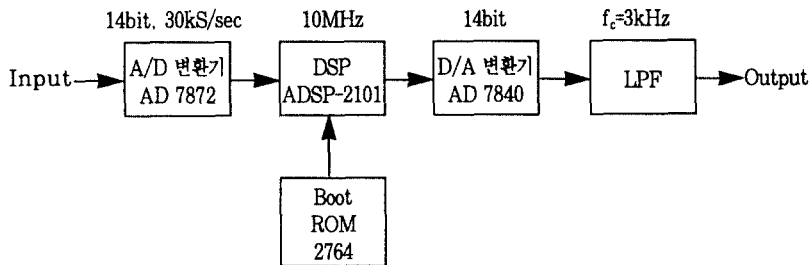


그림 2. Linearizer 하드웨어의 구성도  
Fig. 2. Block diagram of the linearizer hardware

용하였다<sup>(13)</sup>. 구현된 RZ SSB 송신기는 변조신호의 in-phase 성분에 가해지는 DC 전압을 변화시켜 반송파 전력 레벨의 조정이 가능하며 주파수 10.7MHz에서 최대 출력이 1mW정도이며 300~3000Hz의 정현파로 변조시 40dB 이상의 불요측대파억압비를 얻을 수 있었다. 그림 6에 1kHz의 정현파 변조시의 RZ SSB 송신 신호의 스펙트럼을 나타내었다. 이 경우 신호 출력은 -30dBmW, RZ SSB 변조지수  $m = -10\text{dB}$ 이며 불요측대파억압비가 40dB 이상임을 확인할 수 있었다.

RZ SSB 수신기는 주파수 변환기, 대역통과 필터, 진폭제한기, 주파수 검파기, 적분기 등의 기존 회로와 linearizer로 구성된다. 그림 7에 linearizer를 제외한 RZ SSB 수신기의 구성도를 나타내었다. RZ SSB 수신기에서의 위상검파는 일반적인 주파수 검파기와 적분기로 구현하였다. 수신기의 전반부는 주파수 변환기, 진폭제한기, 주파수 검파기 등이 포함되어 있는 Motorola의 현대역 FM IC인 MC3361B<sup>(14)</sup>를 이용하여 구현하였으며 적분기는 간단한 RC 회로로 구현하였

다. 잡음 제거를 위한 대역통과 필터에는 중심주파수 455kHz, 대역폭 6kHz의 세라믹 필터를 사용하였다.

3.2 측정 결과 및 분석

Linearizer의 왜곡성분 제거 특성을 측정하기 위하여 그림 4와 같은 실험 세트를 구성하였다. 변조신호로는 1kHz의 정현파 (고조파 성분 < -50dB)를 사용하였으며 송신기 출력은 정상적인 수신기 동작이 가능한 -30dBmW로 조정하였다. Linearizer에서의 sampling 속도는 고차 왜곡성분을 고려하여 30kS/sec로 조정하였다. 그림 8은 변조지수  $m = -10\text{dB}$ 인 경우 linearizer 입력신호의 스펙트럼을 보여주고 있다. 그림으로부터 2차, 3차, 4차 고조파 왜곡성분이 기본파에 비하여 -16dB, -30dB, -46dB정도의 크기로 발생했음을 알 수 있다. 그림 9는 linearizer의 출력신호의 스펙트럼이며 2차 이상의 고조파 왜곡성분이 기본파에 비하여 1% (-40dB) 이하로 제거됨을 확인할 수 있었다. 그러나 구현상의 문제점으로 인하여 고조파 왜곡성분이

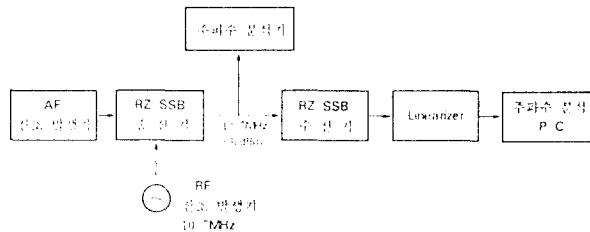


그림 4. Linearizer의 성능 측정을 위한 실험 세트의 구성도  
Fig. 4. Block diagram of the experimental set for measuring performance of the linearizer

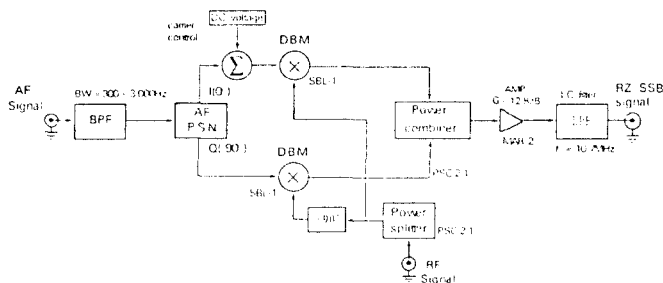


그림 5. RZ SSB 송신기의 구성도  
Fig. 5. Block diagram of the RZ SSB transmitter

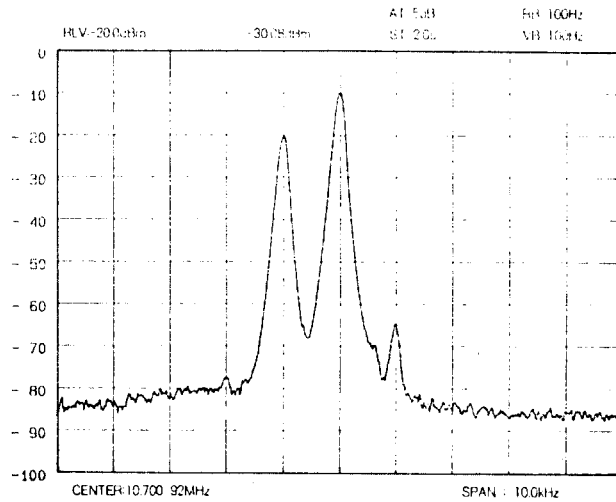


그림 6. RZ SSB 송신 신호의 스펙트럼  
Fig. 6. Spectrum of the RZ SSB signal

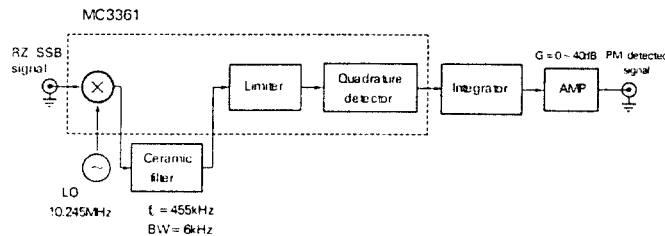


그림 7. RZ SSB 수신기의 구성도 (linearizer 제외)  
Fig. 7. Block diagram of the RZ SSB receiver (linearizer excluded)

외에 저주파 잡음성분 (300Hz 이하) 및 변조신호와  
상호변조잡음 성분 (1760Hz, 2240Hz) 등이 상당한  
크기로 발생하였다. 표 2에 변조지수의 변화에 대한  
linearizer 입출력 신호에서의 2차, 3차, 4차 왜곡성분  
의 감소 정도를 나타내었다. 표 2로 부터 측정된 모든  
경우에 고조파 왜곡성분이 기본파에 비하여 거의 1%  
(-40dB) 이하로 감소함을 확인 할 수 있었으며 이것은  
기존의 linearizer를 사용한 경우와<sup>(9)</sup> 거의 같은 결과이  
다. 아날로그 음성 전송 시스템의 비선형 왜곡성분의 허  
용치가 3% (-30dB)일 경우에는<sup>(15)</sup> 구현된 linearizer  
의 성능은 이 기준을 충분히 만족하고 있음을 알 수 있  
다.

표 2. 변조지수 변화에 따른 왜곡성분의 감소 정도 (단위, dB)  
Table 2. Reduction of distortions as a function of the  
modulation index (unit, dB)

m(dB)	2차 왜곡	3차 왜곡	4차 왜곡
-5	-11→-47	-19→-39	-26→-52
-10	-16→-50	-30→-45	-46→-56
-15	-22→-45	-40→-48	-60→-60
-20	-27→-45	-50→-45	-60→-55

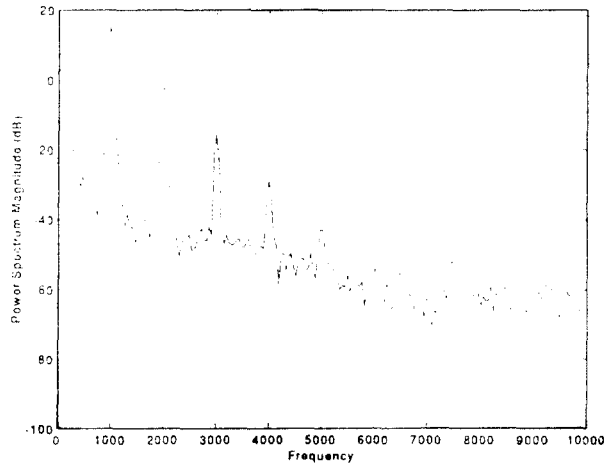


그림 8. Linearizer 입력신호의 스펙트럼 ( $m = -10\text{dB}$ )  
 Fig. 8. Spectrum of the linearizer input signal ( $m = -10\text{dB}$ )

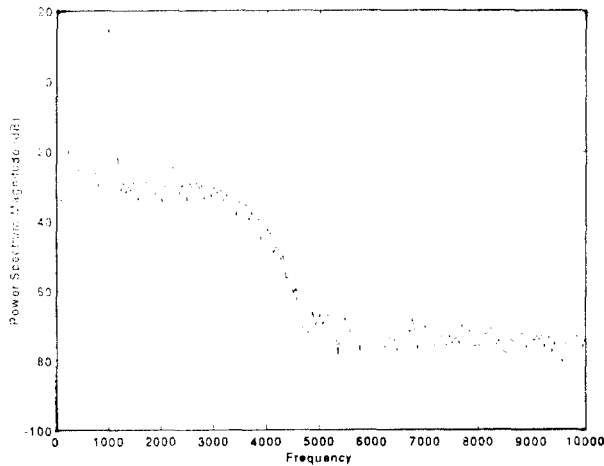


그림 9. Linearizer 출력신호의 스펙트럼 ( $m = -10\text{dB}$ )  
 Fig. 9. Spectrum of the linearizer output signal ( $m = -10\text{dB}$ )

#### IV. 결 론

RZ SSB 변조방식은 기존의 아날로그 변조방식에 비하여 주파수 이용효율이 높고 신호의 페이딩에 강한 특성을 지닌다. 그러나 변복조방식 자체의 비선형성으로 인하여 상당한 왜곡성분이 발생하며 따라서 이러한 왜곡성분을 제거하는 linearizer가 요구된다. 본 논문에서

는 RZ SSB linearizer를 DSP를 이용하여 구현하였으며 성능을 분석하였다. 이러한 디지털 방식의 구현은 재현성이 뛰어나며 linearizer 특성의 수정이 용이한 장점을 지닌다. 실험을 통한 성능측정 결과 정현파를 변조신호로 사용하는 경우 고조파 왜곡성분을  $-40\text{dB}$  이하로 제거할 수 있음을 확인하였다.



참고문헌

1. CCIR Report 1097, "Spectrum efficiency of narrow-band modulation techniques," Spectrum Utilization and Monitoring, Annex to Vol. I, pp.366-372, 1990.
2. 郵政省電氣通信局電波部政策企劃室, "VHF帯等における狭帯域化技術(1)," EMC No. 36, pp.61-65, Apr. 1991.
3. 주파수 분배표, 한국무선국관리사업단, p.88, 1992.
4. "VHF 주파수 협대역방식 전환," 전자신문, 1994년 2월 8일.
5. A. E. Gortz ed., Understanding 220-220MHz --- A Businessman's Guide, The National Association of Business and Educational Radio, 1991.
6. M. R. J. Bayly, "Technology update: 5kHz linear modulation," Mobile Radio Technology, pp.34-38, Jan. 1994.
7. K. Daikoku, S. Ogoe, and H. Ohdate, "A real zero SSB transceiver for land mobile radio: a simple method of demodulating SSB without an envelope," IEEE Trans. Vehi. Tech., vol. VT-35, pp.22-29, Feb. 1986.
8. B. F. Logan, Jr., "Information in the zero crossings of bandpass signals," Bell Syst. Tech. J., vol. 56, pp. 487-510, Apr. 1977.
9. K. Suwa and K. Daikoku, "Evaluation of RZ SSB receivers employing an improved linearizer," in Proc. 37th IEEE Vehi. Tech. Conf., pp. 498-504, 1987.
10. ADSP-2101 Data Sheet, REV. C, Analog Devices, 1992.
11. L. R. Rabiner and B. Gold, Theory and Application of Digital Signal Processing, Prentice-Hall, Inc., 1975.
12. S. D. Bedrosian, "Normalized design of 90° phase-difference networks," IRE Tr. Circuit Theory, pp.128-136, June. 1960.
13. 임동민 외, 아날로그 협대역 기술에 관한 연구, 위탁연구 최종보고서, 한국전자통신연구소, 1994.
14. Communications Device Data, DL136/D, Rev. 3, Motorola, 1993.
15. J. H. Fennick, "Analog and digital distortion in speech and data transmission," Encyclopedia of Telecommunications, vol. 1, Marcel Dekker, Inc., 1991.

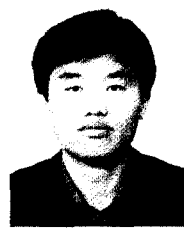


朴相模(Sang-Mo Park) 정회원

1994년 2월 : 경상대학교 전자공학과 졸업(공학사)

1994년 3월~현재 : 경상대학교 대학원 전자공학과 석사과정 재학중

\*주관심 분야 : 이동통신, 통신이론



林東民(Dong-Min Lim) 정회원

1986년 2월 : 서울대학교 제어계측 공학과(공학사)

1988년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사)

1992년 8월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)

1992년 9월~현재 : 경상대학교 전자공학과 조교수

\*주관심 분야 : 디지털 신호처리, 이동통신, 통신망 성능분석



金昌周(Chang-Joo Kim) 정회원

1980년 2월 : 한국항공대학 항공전자공학과(학사)  
1988년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(석사)  
1993년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(박사)

1979년 12월~1983년 2월 : 국방과학연구소 연구원  
1983년 3월~현재 : 한국전자통신연구소 전파신호 처리연구실장



金永燮(Young-Su Kim) 정회원

1984년 2월 : 연세대학교 전자공학과(학사)  
1986년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과(석사)  
1992년 8월~현재 : 연세대학교 대학원 전자공학과 박사과정

1988년 5월~현재 : 한국전자통신연구소 전파신호처리연구실 선임연구원



鄭求榮(Goo-Young Jeong) 정회원

1989년 2월 : 충남대학교 전자공학과(학사)  
1991년 2월 : 충남대학교 대학원 전자공학과(석사)  
1991년 3월~현재 : 한국전자통신연구소 전파신호처리 연구실 연구원

文裁敬(Jae-kyong Moon)

정회원

1991년 2월 : 경북대학교 전자공학과(학사)  
1993년 2월 : 경북대학교 대학원 전자공학과(석사)  
1993년 3월~현재 : 한국전자통신연구소 전파신호처리연구실 연구원